

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

PCT/JP03/15166

JP03/15166  
27.11.03

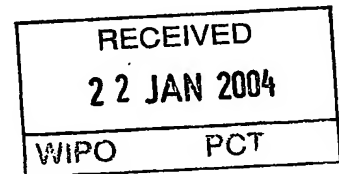
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日  
Date of Application: 2002年11月28日

出願番号  
Application Number: 特願2002-345135  
[ST. 10/C]: [JP2002-345135]

出願人  
Applicant(s): 日本精工株式会社

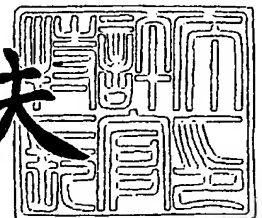


PRIORITY DOCUMENT  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年 1月 7日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今井康夫



BEST AVAILABLE COPY

【書類名】 特許願

【整理番号】 NSK0250

【提出日】 平成14年11月28日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 B62D 6/00  
B62D 5/04

【発明の名称】 モータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置

【請求項の数】 7

【発明者】

【住所又は居所】 群馬県前橋市鳥羽町 7 8 番地 日本精工株式会社内

【氏名】 タ カ オ ミ ン

【特許出願人】

【識別番号】 000004204

【氏名又は名称】 日本精工株式会社

【代理人】

【識別番号】 100078776

【弁理士】

【氏名又は名称】 安形 雄三

【選任した代理人】

【識別番号】 100114269

【弁理士】

【氏名又は名称】 五十嵐 貞喜

【選任した代理人】

【識別番号】 100093090

【弁理士】

【氏名又は名称】 北野 進

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 010836

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】

モータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 3 以上の相を有するモータを制御するモータ駆動制御装置において、

ベクトル制御を用いて前記モータの各相の相電流指令値を算出するベクトル制御相指令値算出回路と、

前記モータの各相のモータ相電流を検出するモータ電流検出回路と、

前記相電流指令値と前記モータ相電流とに基づき前記モータの相電流を制御する電流制御回路と、

を有することを特徴とするモータ駆動制御装置。

【請求項 2】 前記ベクトル制御相指令値算出回路が、

各相逆起電圧を算出する各相逆起電圧算出回路と、

前記各相逆起電圧から逆起電圧の  $d$ 、 $q$  成分である  $e_d$ 、 $e_q$  を算出する  $d$ 、 $q$  電圧算出回路と、

前記  $e_d$ 、 $e_q$  から電流指令値の  $q$  成分である  $I_{qref}$  を算出する  $q$  軸指令電流算出回路と、

電流指令値の  $d$  成分である  $I_{dref}$  を算出する  $d$  軸指令電流算出回路と、

前記  $I_{qref}$ 、 $I_{dref}$  から各相の相電流指令値を算出する各相電流指令算出回路と

を有する請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 3】 前記モータが 3 相の場合、前記相電流指令値  $I_{avref}$ 、 $I_{bvref}$ 、 $I_{cvref}$  が、前記  $I_{dref}$  と  $I_{qref}$  および前記モータの回転角度  $\theta_e$  に依存する定数によって算出される請求項 2 に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 4】 前記電流制御回路は積分制御を含む請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 5】 前記モータがブラシレス DC モータである請求項 1 乃至請求項 4 のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 6】 前記モータの電流が台形波である請求項 1 乃至請求項 5 のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 7】 請求項 1 乃至請求項 6 のいずれかに記載のモータ駆動制御装置が用いられる電動パワーステアリング装置。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

#### 【発明の属する技術分野】

本発明は、電動パワーステアリング装置に用いられるモータの駆動制御装置の改良に関する。

##### 【0002】

#### 【従来の技術】

従来、電動パワーステアリング装置に使用されるモータの駆動制御方式、例えばモータの駆動制御方式として、ロータの回転位置に基づいて、制御器からインバータを介して回転磁界を発生させ、ロータの回転を駆動制御させるようにしたベクトル制御が採用される。すなわち、ベクトル制御は、ロータの外周面に所定角度の間隔で配された複数の励磁コイルに、ロータ位置に応じて制御回路によって各励磁コイルの励磁を順次切り換えることにより、ロータの回転駆動を制御するようになっている。

##### 【0003】

この種のベクトル制御は、例えば特許文献 1 などに開示されている。図 4 は、モータの駆動制御を示す回路構成である。

##### 【0004】

同図において、モータの制御指令値を決定する指令電流決定部 51 から、PI 制御部 52、2 相／3 相座標変換部 53、PWM 制御部 54、インバータ 55 を介してモータ 56 に至る指令信号の主経路が形成されている。また、インバータ 55 とモータ 56 との間に電流センサ 57 が配され、該電流センサ 57 で検出さ

れた信号を、指令電流決定部 51 と P I 制御部 52 との間に配された減算回路 58 にフィードバックさせるフィードバック経路が形成されている。このフィードバック経路には、3 相／2 相座標変換部 59 が配されている。

#### 【0005】

この制御系により、指令電流決定部 51 では、トルクセンサで検出されたトルクから算出される指令値  $T_{ref}$  や、位置検出センサ 11 で検出されたロータの回転角  $\theta$  と電気角  $\omega$  を受け、指令電流  $I_{dref}$ 、 $I_{qref}$  が決定される。この指令電流  $I_{dref}$ 、 $I_{qref}$  は、それぞれ、電流センサ 57 で検出された後、フィードバック経路の 3 相／2 相座標変換部 59 で 2 相に変換されたフィードバック電流によって補正される。すなわち、フィードバック電流  $I_d$ 、 $I_q$  と、電流指令値  $I_{dref}$ 、 $I_{qref}$  との誤差が、減算回路 58 で演算される。その後、P I 制御部 52 で、PWM 制御のデューティを示す信号が  $d$ 、 $q$  成分の形で  $V_d$ 、 $V_q$  として算出され、2 相／3 相変換部 53 によって、 $d$ 、 $q$  成分から、各相成分  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  に逆変換される。そして、インバータ 55 は、指令値  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  に基づいて PWM 制御され、モータ 56 にインバータ電流が供給されてモータ 56 の回転を制御するようになっている。

#### 【0006】

なお、61 は車速センサ回路で、62 は感応領域判定回路で、63 は係数発生回路で、64 は基本アシスト力計算回路で、65 は戻し力計算回路で、66 は電気角変換で、67 は角速度変換で、68 は非干渉制御補正值計算である。

#### 【0007】

このベクトル制御の場合、トルク指令値  $T_{ref}$  および  $\omega$ 、 $\theta$  に基づいて電流指令値  $I_{dref}$ 、 $I_{qref}$  が決定される。また、モータのフィードバック電流  $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$  が  $I_d$ 、 $I_q$  に変換され、その後、 $I_d$  および  $I_q$  と、 $I_{dref}$  および  $I_{qref}$  との誤差が演算され、その誤差が P I 制御による電流制御を実行することによってインバータへの指令値  $V_d$ 、 $V_q$  が求められる。そして、 $V_d$ 、 $V_q$  の指令値が再び 3 相の指令値  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  に逆変換されインバータ 55 が制御され、モータ 56 の駆動制御を行うようになっている。

#### 【0008】

## 【特許文献1】

特開 2001-18822 号公報（第3頁、図1）

## 【0009】

## 【発明が解決しようとする課題】

ところが、上記のごときベクトル制御の場合、モータ 56 の検出電流やインバータ 55 の出力は 3 相であり、フィードバック制御は 2 相である。そのため、2 相／3 相変換部 53 で、再び 2 相から 3 相に逆変換することによってモータ 56 が駆動制御する必要があって、制御系全体が複雑になっていた。

## 【0010】

また、モータ 56 の制御は、制御系の線形性を維持することができれば、制御応答性が良好になり、制御が容易で制御目標も達成しやすい。ところが、モータ 56 の駆動制御には、様々な非線形性の要因が含まれ、モータ駆動の非線形性を発生させる要因として、例えばインバータ制御のデッドタイムの問題がある。すなわち、インバータのスイッチング素子として、例えば FET は理想的なスイッチング素子ではなく、上下アームで短絡を防止するために、上下アームの FET を両方ともオフ状態にする期間が設けられる。このようなデッドタイムを有する FET のスイッチングにより発生するモータ電流には、非線形要素が含まれることになる。また、モータ電流を検出する検出素子や検出回路などにも非線形要素が含まれる。

## 【0011】

このことは、例えば a 相電流  $I_a$  に発生する非線形要素が、フィードバック回路の 3 相／2 相変換部における d-q 変換によって  $I_d$ 、 $I_q$  に含有されてしまう。そのため、 $I_d$ 、 $I_q$  に基づいて電流制御（上記の場合、PI 制御）が行われて、インバータへの指令値が  $V_d$ 、 $V_q$  として算出され、さらに、d 相および q 相から、2 相／3 相変換器で、a 相、b 相、および c 相に逆変換され、 $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  の指令値が算出される。これにより、当初、a 相電流  $I_a$  に含まれていた非線形要素が、d-q 変換によってインバータの指令値  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  に拡散され、a 相だけでなく、b 相および c 相の指令値にも非線形要素が含まれて

しまう。

#### 【0012】

つまり、上記従来の場合、モータを3相で駆動しているにも拘わらず、フィードバックの電流制御を2相で演算し、2相で決定された指令値を $V_d$ 、 $V_q$ を形式的に3相指令値 $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$ に変換して制御しているためである。

#### 【0013】

従って、上記従来 of モータ制御によると、トルクリップルが大きく、モータの騒音も大きいという問題があった。また、このようなモータ制御を電動パワーステアリング装置に適用すると、ハンドル操作に追従して、正確かつ円滑にアシストすることができず、操舵時に振動を感じたり、騒音が大きくなるという問題が生じてしまう。

#### 【0014】

そこで、本発明の目的は、上記諸点に鑑み、モータ制御に含まれる非線形要素を各相に分離した状態で制御することにより、トルクリップルが小さく、騒音ノイズの小さいモータ駆動制御装置を提供するとともに、このモータ駆動制御装置を電動パワーステアリング装置に採用し、操舵性能を向上させ、良好な操舵感を備えた電動パワーステアリング装置を提供することにある。

#### 【0015】

##### 【課題を解決するための手段】

本発明は、3以上の相を有するモータを制御するモータ駆動制御装置に関し、ベクトル制御を用いて前記モータの各相の相電流指令値を算出するベクトル制御相指令値算出回路と、前記モータの各相のモータ相電流を検出するモータ電流検出回路と、前記相電流指令値と前記モータ相電流に基づき前記モータの相電流を制御する電流制御回路とを有することによって達成される。また、前記ベクトル制御相指令値算出回路が、各相逆起電圧を算出する各相逆起電圧算出回路と、前記各相逆起電圧から逆起電圧の $d$ 、 $q$ 成分である $e_d$ 、 $e_q$ を算出する $d$ 、 $q$ 電圧算出回路と、前記 $e_d$ 、 $e_q$ から電流指令値の $q$ 成分である $I_{qref}$ を算出する $q$ 軸指令電流算出回路と、電流指令値の $d$ 成分である $I_{dref}$ を算出する $d$ 軸指令電流算出回路と、前記 $I_{qref}$ 、 $I_{dref}$ から各相の相電流指令値を



算出する各相電流指令算出回路とを有することによって達成される。また、前記モータが3相の場合、前記相電流指令値  $I_{avref}$ ,  $I_{bvref}$ ,  $I_{cvref}$  が、前記  $I_{dref}$  と  $I_{qref}$  および前記モータの回転角度  $\theta_e$  に依存する定数によって算出されることによって達成される。また、前記電流制御回路が積分制御を含むことによって達成される。また、前記モータがブラシレスDCモータであることによって達成される。また、前記モータの電流が台形波であることによって達成される。また、前記モータ駆動制御装置が用いられる電動パワーステアリング装置によって達成される。

#### 【0016】

##### 【発明の実施の形態】

以下、図面を参照しながら、本発明の実施形態を説明する。

#### 【0017】

本実施形態では、3相ブラシレスDCモータに適用した場合を例として説明するが、本発明はこれに限定されるものではなく、他のモータについても同様に本発明を適用することができる。

#### 【0018】

図1において、本発明の実施例に係る3相ブラシレスDCモータ1は、円筒形のハウジング2と、このハウジング2の軸心に沿って配設され、軸受3a、3bにより回転自在に支持された回転軸4と、この回転軸4に固定されたモータ駆動用の永久磁石5と、この永久磁石5を包囲するようにハウジング2の内周面に固定され、かつ3相の励磁コイル6a、6bおよび6cが巻き付けられた固定子（以下、ステータという）6とを具備し、回転軸4および永久磁石5によって回転子（以下、ロータという）7を構成している。このロータ7の回転軸4の一端近傍には、位相検出用のリング状永久磁石8が固定され、この永久磁石は、周方向に等間隔で交互にS極とN極に着磁されている。

#### 【0019】

ハウジング2内の軸受3bが配設された側の端面には、ステー9を介して、リング状の薄板からなる支持基板10が配設されている。この支持基板10には、

永久磁石 8 に対向するように、レゾルバやエンコーダなどのロータ位置検出器 11 が固定されている。なお、ロータ位置検出器 11 は、図 2 に示すように、実際には励磁コイル 6 a ~ 6 c の駆動タイミングに対応して周方向に適宜離間して複数設けられる。ここで、励磁コイル 6 a ~ 6 c は、ロータ 7 の外周面を電気角で 120 度ずつ離隔して取り囲むように配設され、各励磁コイル 6 a ~ 6 c のコイル抵抗はすべて等しくなるようになっている。

#### 【0020】

また、ロータ位置検出器 11 は、対向する永久磁石 8 の磁極に応じて位置検出信号を出力するようになっている。これらのロータ位置検出器 11 の出力は、永久磁石 8 の磁極によって変化することを利用して、ロータ 7 の回転位置を検知するようになっている。この回転位置に応じて、後述するベクトル制御相指令値算出回路 20 が、3 相励磁コイル 6 a ~ 6 c に対して 2 相同時に通電しながら、励磁コイル 6 a ~ 6 c を 1 相ずつ順次切り換える 2 相励磁方式によって、ロータ 7 を回転駆動させるようになっている。

#### 【0021】

そして、モータ 1 の駆動制御は、台形波電流を用いて制御する。ここで、台形波電流で制御するのは、正弦波電流と比較すると、電流ピーク値が同じであれば、台形波電流の方が電流の実効値が大きくなるため、大きな出力値（パワー）を得ることができる。その結果、同性能のモータを製作する場合、制御信号として台形波を用いた方が、モータの小型化を図れるという長所がある。その反面、台形波電流による制御は、正弦波電流による制御に比べて、トルクリップルを小さくするのが困難であるという短所もある。

#### 【0022】

そこで、本実施例では、このベクトル制御相指令値算出回路 20 において、ベクトル制御の優れた特性を利用してベクトル制御 d、q 成分の電流指令値を決定した後、この電流指令値を各相電流指令値に変換するとともに、フィードバック制御部で d、q 制御ではなく、全て相制御で閉じるような構成にした。よって、電流指令値を算出する段階ではベクトル制御の理論を利用しているので、本制御方式を擬似ベクトル制御（Pseudo Vector Control。以下

、PVC制御と記す)と呼ぶ。

#### 【0023】

このPVC制御を用いたモータ駆動制御装置は、図3に示すように、ベクトル制御相指令値算出回路20と、該相指令値算出回路20からの信号 $I_{avref}$ 、 $I_{bvref}$ 、 $I_{cvref}$ とモータ相電流 $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$ とに基づいて各相電流誤差を求める減算回路20-1、20-2、20-3および比例積分制御を行うPI制御回路21とを備え、PWM制御部30のPWM制御によってインバータ31からモータ1に各相指令電流が供給され、モータ1の回転駆動を制御するようになっている。

#### 【0024】

なお、実施例では電流制御回路は破線Aで囲む部分で、前記モータの各相の相電流指令値 $I_{avref}$ 、 $I_{bvref}$ 、 $I_{cvref}$ とモータ相電流 $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$ とから各相電流誤差を求める減算回路20-1、20-2、20-3とその各相電流誤差を入力とするPI制御部21から構成されている。また、インバータ31とモータ1との間に、モータ電流検出回路として電流検出回路32-1、32-2、32-3が配され、該電流検出回路32-1、32-2、32-3で検出したモータの各相電流 $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$ を減算回路20-1、20-2、20-3に供給するフィードバック回路Bが形成されている。

#### 【0025】

そして、ベクトル制御相指令値算出回路20は、各相逆起電圧算出回路としての換算回路101と、d、q電圧算出回路としての3相/2相変換回路102と、 $I_{qref}$ を算出するq軸指令電流算出回路103と、各相電流指令算出回路としての2相/3相変換回路104と、 $I_{dref}$ を算出するd軸指令電流算出回路105とトルク指令値 $T_{ref}$ から該モータのベース角速度 $\omega_b$ を換算する換算回路106とを備え、レゾルバなどのロータ位置検出器11によって検出されたロータ7の回転角度 $\theta_e$ と、該回転角度 $\theta_e$ を微分回路24で算出した電気角速度 $\omega_e$ とからなるロータ位置検出信号と、図示しないトルクセンサで検出されたトルクに基づいて決定されたトルク指令値 $T_{ref}$ とを受け、ベクトル制御による相指令値信号を算出するようになっている。

## 【0026】

これにより、モータ1の駆動制御は以下のように行われる。

## 【0027】

まず、ベクトル相指令値算出回路20で、ロータの回転角度 $\theta_e$ と電気角速度 $\omega_e$ を受け、換算回路101の換算表に基づいて、各相の逆起電圧 $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ が算出される。次に、逆起電圧 $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ は、d-q電圧算出回路としての3相/2相変換回路102で、数1および数2に基づいて、d、q成分の $e_d$ 、 $e_q$ に変換される。

## 【0028】

## 【数1】

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = C1 \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

## 【数2】

$$C1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\cos(\theta_e) & -\cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

また、d軸電流 $I_{dref}$ は、 $\omega_b$ 、 $\omega_e$ 、および $T_{ref}$ を入力として、 $I_{dref}$ 算出回路105で求められる。ただし、 $K_t$ はトルク係数、 $\omega_b$ はモータのベース角速度で、 $\omega_b$ はトルク指令値 $T_{ref}$ を入力として換算回路106で求めている。すなわち、

## 【数3】

$$I_{dref} = -|T_{ref}/K_t| \sin(\arccos(\omega_b/\omega_m))$$

である。数3に表わされるように $I_{dref}$ はモータの回転速度によって変化するため、高速度回転時の制御が可能である。

## 【0029】

一方、q軸電流  $I_{qref}$  は、q軸指令電流算出回路103によって、 $e_d$ 、 $e_q$ 、 $\omega_e$ および $I_{dref}$ を入力として、数4に基づいて算出される。すなわち、

## 【数4】

$$I_{qref} = 2/3 (T_{ref} \times \omega_m - e_d \times I_{dref}) / e_q$$

ここで $\omega_m$ はモータ角速度（機械角速度）、 $\omega_e$ は電気角速度、Pはロータの極数で $\omega_e = \omega_m \times P$ である。

## 【0030】

数4の式に表わされるように $I_{qref}$ は、モータの出力は電力に相当するというモータの出力方程式から導びかれているため、即座に演算ができる。

## 【0031】

この電流指令値 $I_{dref}$ 、 $I_{qref}$ は、各相電流指令値算出回路としての2相/3相変換回路104で、各相の電流指令値 $I_{avref}$ 、 $I_{bvref}$ 、 $I_{cvref}$ に変換される。この添え字は、例えば $I_{avref}$ の $avref$ は、ベクトル制御によって決定されたa相の電流指令値が表わされる。

## 【0032】

なお、行列式C2は数5および数6に示すようにモータの回転角度 $\theta_e$ によって決定される定数である。

## 【0033】

## 【数5】

$$\begin{bmatrix} I_{avref} \\ I_{bvref} \\ I_{cvref} \end{bmatrix} = C2 \begin{bmatrix} I_{dref} \\ I_{qref} \end{bmatrix}$$

【数6】

$$C2 = \begin{bmatrix} -\cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\cos(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ -\cos(\theta_e + 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

この後のフィードバック制御系がd、q制御ではなく、各相制御になっているのが、本発明の特徴である。つまり、電流検出回路32-1、32-2、32-3で検出されたモータの各相電流 $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$ と各相電流指令値 $I_{avref}$ 、 $I_{bvref}$ 、 $I_{cvref}$ を減算回路20-1、20-2、20-3で引き算を実施し、各々の誤差を算出する。次に、各相電流の誤差をPI制御回路21で制御してインバータ31の指令値、即ちPWM制御回路30のデューティを表わす電圧値 $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$ が算出され、その値に基づいてPWM制御回路30がインバータ31をPWM制御し、モータ1は駆動され、所望のトルクが発生する。

【0034】

ここで、繰り返し述べることになるが、本発明は、従来技術のd、q制御によるフィードバック制御と異なり、フィードバック制御が各相制御のみで実行されている点で全く異なる。この結果、従来技術では、a相で発生した非線形要素が、従来のd、q制御によるフィードバック制御を実行する過程で、b、c各相まで分散して正しく補正制御できなくなる問題があったが、本発明ではa相の非線形要素は、a相のみでフィードバック制御され、b相、c相には分散されないのので、正しく補正制御できる。

【0035】

なお、上記実施例では相逆起電力 $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ を用いたが、線間逆起電力 $e_{ab}$ 、 $e_{bc}$ 、 $e_{ca}$ などに換算して制御しても同じ効果を得られる。

【0036】

このようなPVC制御を使用することにより、モータを制御に含まれる非線形

要素を各相に分離した状態で制御でき、その結果トルクリップルの少ない、騒音が小さいモータ制御が可能になり、電動パワーステアリング装置においては、駐車時や緊急操舵においても、騒音が小さく、スムーズで振動の少ない、ハンドル操作が可能になる効果がある。

### 【0037】

#### 【発明の効果】

以上のように、本発明に係る電動パワーステアリング装置によると、ベクトル制御を基に各相電流指令値を算出し、電流フィードバック制御は各相個別に制御するPVC制御を用いることにより、ブラシレスDCモータを小型で、トルクリップルが小さく、モータ騒音も小さくなるように制御できるモータ駆動制御装置を提供でき、さらに、ハンドル操作がスムーズで騒音の小さい電動パワーステアリング装置を提供できる効果がある。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【図1】

本発明の制御対象であるブラシレスDCモータを示す図である。

##### 【図2】

ロータ位置検出の原理を示す図である。

##### 【図3】

本発明の疑似ベクトル制御の制御方式を示す制御ブロック図である。

##### 【図4】

従来のベクトル制御の制御方式を示す制御ブロック図である。

#### 【符号の説明】

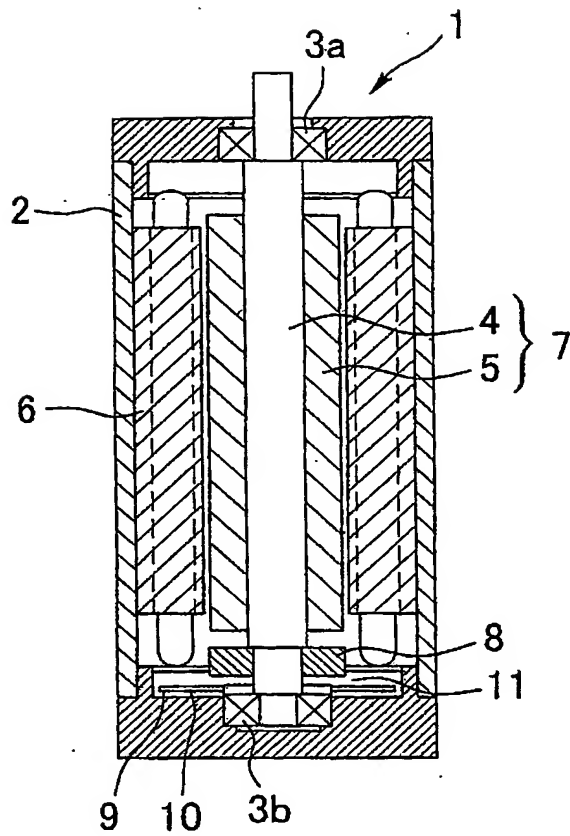
- 20 ベクトル相指令値算出回路
- 101 換算回路
- 102 3相／2相変換回路
- 103 q軸指令電流算出回路
- 104 2相／3相変換回路

- 1 0 5 q 軸指令電流算出回路
- 2 0 - 1, 2 0 - 2, 2 0 - 3 減算回路
- 2 1 P I 制御回路
- 2 2 2 相 / 3 相変換回路
- 2 3 3 相 / 2 相変換回路
- 2 4 微分回路
- 3 0 PWM 制御回路
- 3 1 インバータ
- 3 2 - 1, 3 2 - 2, 3 2 - 3 電流検出器
- 1 1 ロータ位置検出器
- 1 モータ
- 2 ハウジング
- 3 軸受
- 4 回転軸
- 5 永久磁石
- 6 固定子
- 7 回転子
- 8 リング状永久磁石
- 9 ステータ

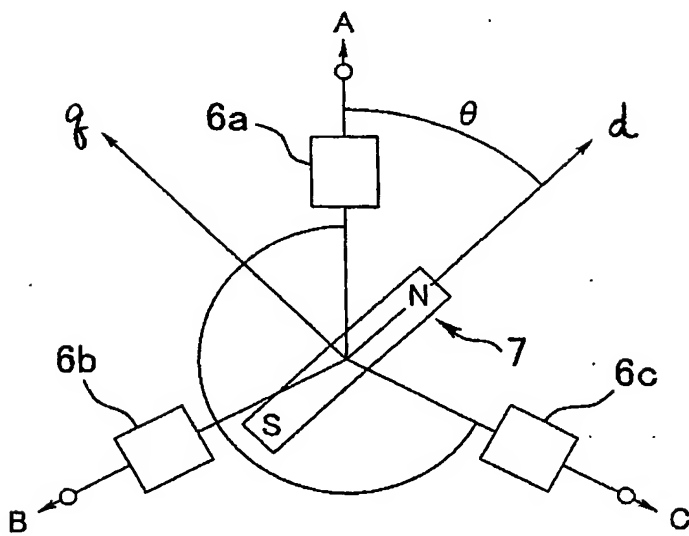


【書類名】 図面

【図 1】

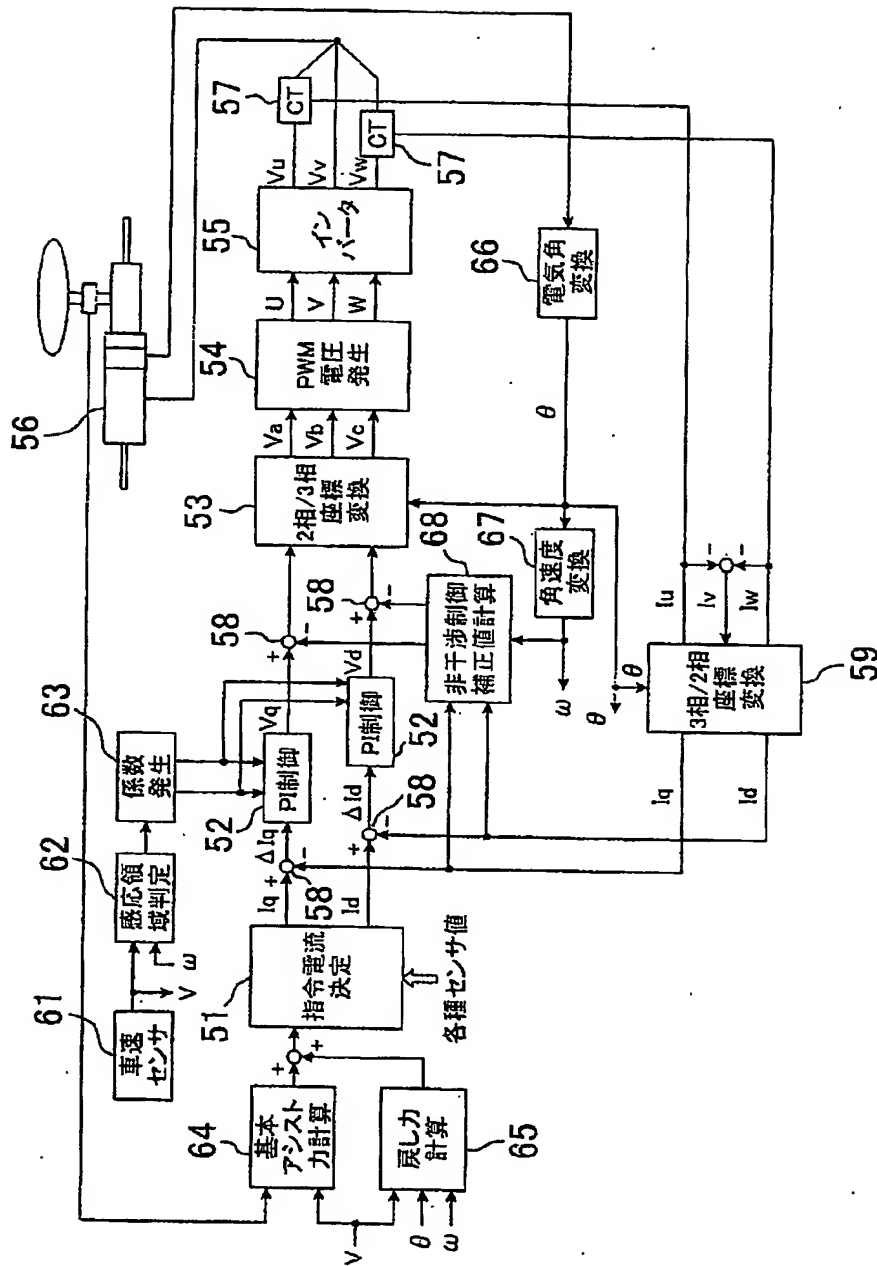


【図 2】





【図4】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 台形波電流を通電させてもトルクリップルが小さく、小型で、モータ騒音の少ないブラシレスDCモータのためのモータ駆動制御装置およびそれを用いた電動パワーステアリング装置を提供する。

【解決手段】 ベクトル制御を基に各相電流指令値を算出し、電流フィードバック制御は各相個別に制御する疑似ベクトル制御を用いて達成する。

【選択図】 図3

特願 2 0 0 2 - 3 4 5 1 3 5

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号

[ 0 0 0 0 0 4 2 0 4 ]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 2 9 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都品川区大崎 1 丁目 6 番 3 号

氏 名

日本精工株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**